

FMステレオ放送受信機に於ける音の振り調整装置

実 願 昭 36-48250  
出 願 日 昭 36. 9. 22  
考 案 者 野上正輝  
横須賀市大津町3の56  
出 願 人 ソニー株式会社  
東京都品川区北品川6の351  
代 表 者 井深大  
代 理 人 弁理士 伊藤貞 外1名

図面の簡単な説明

第1図は本考案に依るFMステレオ放送受信機に於ける音の振り調整装置の説明に供する周波数スペクトル図、第2図は本考案に依るFMステレオ放送受信機に於ける音の振り調整装置の一例を示す系統図、第3図はその一部の接続図、第4及第5図は本考案の実施例を示す接続図である。

考案の詳細な説明

左及右の音響信号L及Rを和の信号L+R及差の信号L-Rの信号に変換して取出し、一方の例えば差の信号L-Rに依り副搬送波信号を振幅変調して副搬送波を抑圧して成る被変調信号を得、この信号振幅帯域を和の信号L+Rの上帯域に配し斯る二つの信号に依り主搬送波信号を周波数変調して搬送するFMステレオ放送方式が提案されている。

このFMステレオ放送方式に於ける周波数スペクトルの一例は第1図に示す如く例えば50c/s $\sim$ 15kc/sの帯域を有するL+R信号帯域1と、L-R信号により例えば38kc/sの副搬送波を振幅変調して副搬送波が抑圧されて成る15kc/sの両側波帯域変調L-R信号スペクトル3(L-R信号を平衡変調器に加えて得られる)と、被変調L-R信号スペクトル1及L-R信号スペクトル3間に記された例えば19kc/sのパイロット信号スペクトル4と、L+R信号、パイロット信号及被変調L-R信号に依り同時に周波数変調される例えばVHF帯域の主搬送波帯域5とよりなる。

斯る周波数スペクトルを有するステレオFM電波に対する受信機に於ては上述せる周波数スペクトルを有する信号を検波する周波数弁別器即ちディスクミネーターを設け、之にてL+Rの音響信号を取出すと共に被変調L-Rの変調信号を振幅変調してL-Rの音響信号を取出し、之とL+Rの音響信号とをマトリックス回路に加えてL及Rの音響信号を互に分離して取出すようになす事が考えられる。

而してマトリックス回路にて得られたL信号及R信号に夫々R信号成分及L信号成分を混入するならば即ちL及R信号間に漏話を与えるならば立体信号に於ける音の振りを調節し得る。而してこの効果L+Rに対するL-Rの比に依つて定められ、L-R信号を可変にすれば所望の如く音の振りを調節し得る。之を数式的に表わすならば若しL-Rの項にxを減衰係数とした1-xの項に掛ければマトリックス回路にてL+xR及R+xLの信号が得られる。若し減衰係数が零であれば、L及Rが得られ減衰量が大となればなる程立体信号に於ける音の振りが減少する。

L-Rの信号を減衰して音の振りを調整する場合、L-R信号それ自体を減衰することの外に、L-R信号が変調信号である場合之を復調する為の副搬送波周波数信号の位相を変更すれば復調して得られるL-R信号も又この位相に応じて減衰する。例えば副搬送波周波数信号の位相に変更がなければ上述の式に従えばxはのとなり90°変更すればx=1となり立体効果は消失し、0 $\sim$ 90°の位相の変更範囲に於て立体信号に於ける音の振りを変更し得る。

斯る点に鑑み本考案に於ては上述せるFMステレオ放送受信装置に於ける復調回路に供給される副搬送波周波数信号系に於て可変位相器を設け所望の如く立体度を調整し得るようになすものである。

図面について本考案の一例を詳述するに11及び12なFMステレオ受信装置に於ける周波数弁別回路より得られたL+Rの音響信号及被変調L-R信号とを信号源として表わしたものである。この信号源11及び12の次段にはL+Rの音響信号を通過せしめる例えば15kc/s以下の低周波通過濾波器13が接続され、且L-Rの変調信号を通過

せしめる例えば  $23 \sim 53 \text{ kc/s}$  の周波数帯域通過濾波器14が接続され低周波濾波器13の出力端はマトリックス回路15に接続されている。一方帯域通過濾波器14は振幅復調回路16に接続され、之には  $19 \text{ kc/s}$  のパイロット信号を例えば通倍した又は之に依り同期した  $38 \text{ kc/s}$  の副搬送波周波数信号が加えられている。17は斯る副搬送波周波数信号の得られる部分を信号源として表わしたものである。

斯る回路に依ればマトリックス回路15に  $L+R$  及  $L-R$  の音響信号が加えられその出力端18L及18Rにて夫々  $L$  及  $R$  の音響信号の得られる事明らかであろう。

本考案に於ては副搬送波周波数信号系即ち例えば信号源17と復調回路18との間に例えば蓄電器及抵抗を以て構成せる可変位相器19を設ける。副搬送波周波数信号系とは  $L-R$  の変調信号と同時に伝送されたパイロット信号と関係のある信号系を意味し、従つて  $19 \text{ kc/s}$  のパイロット信号源例えば周波数通倍回路又は  $19 \text{ kc/c}$  のパイロット信号と同期して倍の周波数で発振する発振回路をも含むものである。可変位相器19としては第3図に示す如く  $38 \text{ kc/s}$  の信号源の線輪20及蓄電器21よりなる同調回路22の蓄電器21と直列に可変抵抗器23を接続し、その接続中点より出力信号を得るようになし、 $38 \text{ kc/s}$  の信号の位相を変更し得るようになし得る。

上述の如く構成すればマトリックス回路15に於てマトリックスされる  $L+R$  及  $L-R$  の音響信号の内  $L-R$  信号が可変位相器19の定数を調整する事に依つて減じ、依つて  $L+R$  信号と  $L-R$  信号との比が変化しその効果として端子18L及18Rにて夫々得られる。  $L$  及び  $R$  の音響信号に夫々  $R$  信号成分及  $L$  信号成分が混入された形となり此処に立体信号に依る音の拡りを聴取場所、位置等に応じて任意に変更し得る。

上述に於てはマトリックス回路を必要とする復調回路に本考案を適用した場合につき述べたが、マトリックス回路を必要としない特殊の回路に本考案を適用した実施例を第4図及第4図及第5図について以下説明しよう。第2図に於ける対応部分には同一符号を付して示す。

第4図に於ては周波数信号源13よりの  $38 \text{ kc/s}$  の信号が供給された場合その半サイクル毎に導通状態及不導通状態になさしめられる。2個のトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が設けられている。之等トランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  は同一電導型式を有す

るものを使用するを可とするも互に異なる電導型式のものを使用しても良く一方のトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が導通状態にある時、他方のトランジスタ  $T_R$  及  $T_L$  が不導通状態にある如く信号源17に接続されている。即ち変成器24が設けられその一次線輪の両端に信号源17が接続され、二次線輪の一端とその中点との間に夫々トランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  のベース、エミッタが接続され、夫々のコレクタが負荷抵抗25L及25Rを通じて電源に接続されている。

而してトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  のコレクタが夫々抵抗26L及26Rを通じて信号源11及12に接続され之等信号源に対して並列関係にトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が介在せしめられている。

図に於ては信号源11及12が直列関係に接続された場合を示しているが並列関係に接続されたものでも良い。抵抗26L及26Rはトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が導通状態(短絡)となつた場合の  $L+R$  及  $L-R$  の信号源11及12に対する保護用抵抗である。

尚トランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  のコレクタより夫々低周波通過濾波器27L及27Rが接続され、これより  $L$  及信号出力端子18L及18Rが導出されている。

上述の構成に於て周波数信号源17よりの  $38 \text{ kc/s}$  の信号の正の半サイクルに於ては例えばトランジスタ  $T_R$  のコレクタエミッタ間が導通状態となり、他方のトランジスタ  $T_L$  は不導通状態になる。斯る状態で信号源11及12よりの  $L+R$  の音響信号及  $L-R$  の変調信号はトランジスタ  $T_R$  に於て短絡されるので何れの信号をも濾波器27Rに加えられる事がない。

然るに他方のトランジスタ  $T_L$  は不導通状態であるのでこの間  $L+R$  の音響信号及  $L-R$  の変調信号が濾波器27Lに加えられる。負の半サイクルに於ては上述とは逆に濾波器27Rにのみ  $L+R$  及  $L-R$  信号が加えられる。然るに  $L-R$  信号に関しトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  に加えられる信号源17よりの信号の位相差は互に  $180^\circ$  の位相差を有するので即ち逆位相を以てトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が交互にスイッチング作用をなすので一方のトランジスタ  $T_L$  にて得られた信号が  $L-R$  (位相差零と考える)であるならば、他方のトランジスタ  $T_R$  にて  $L-R = R-L$  (位相差  $180^\circ$  と考える)が得られる事となり、従つてトランジスタ  $T_L$  の出力端にて  $L+R+L-R = 2L$  の信号が他方のトランジスタ  $T_R$  の出力端に  $L+R+R-L = 2R$  の信号が夫々得られる。従つてマトリッ

ス回路を必要とする事なく之等  $2L$  及  $2R$  の信号が夫々濾波器  $17L$  及  $17R$  を通じて出力端子  $18L$  及  $18R$  に互に分離されて得る事が出来る。又  $L+R$  の音響信号系と  $L-R$  の変調信号系とを分離した後マトリックス回路に加える事なく、従つて全体としての受信装置を簡略化し得る大なる実益を有する。

第4図に於ける上述せる回路に於ては信号源17と変成器24との間に可変位相器19を設ける。又ある場合は変成器24とトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  との間又は変成器24自体に位相器19を設ける。

然る時は第2図にて上述せると同様に立体信号に於ける音の拡りを調整し得る。

第5図について述べるに本例に於ては第4図と同様に信号源17よりの  $38\text{kc/s}$  の信号が供給された場合その半サイクル毎に導通状態及不導通状態となさしめられる2個のトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が設けられているが変成器24の一次線輪の両端に信号源17が接続され、二次線輪の一方端とその中点との間に夫々トランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  のベース、エミッタが接続され、夫々のコレクタを負荷抵抗  $25L$  及  $25R$  を通じて電源に接続され、而してトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  のエミッタが夫々信号源11及12に接続され、尚トランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  のコレクタが夫々低周波通過濾波器  $27L$  及  $27R$  に接続され之より  $L$  及  $R$  出力端子  $18L$  及  $18R$  が接続されトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  が夫々信号源11及12に関し直列関係に介在せしめられた場合である。斯る構成に依れば周波数信号源17よりの  $38\text{kc/s}$  の信号の正の半サイクルに於ては例えばトランジスタ  $T_L$  のコレクターエミッタ間が導通状態となり他方のトランジスタ  $T_R$  は不導通状態となる。斯る状態で信号源11及12の  $L+R$  の音響信号及  $L-R$  の変調信号はトランジスタ  $T_R$  にて遮断され何れ

かの信号をも濾波器  $27R$  に加えられる事がない。然るに他方のトランジスタ  $T_R$  は導通状態であるのでこの間  $L+R$  の音響信号及  $L-R$  の変調信号が濾波器  $27L$  に加えられる負の半サイクルに於ては上述とは逆に濾波器  $27R$  に  $L+R$  及  $L-R$  信号が加えられる。然るに  $L-R$  信号に関しトランジスタ  $T_L$  及  $T_R$  に加えられる信号源17よりの信号の位相差が之に  $180^\circ$  の位相差を有するので第4図にて上述せると同様に出力端子  $18L$  及  $18R$  に夫々  $L$  及  $R$  の信号が取出される。

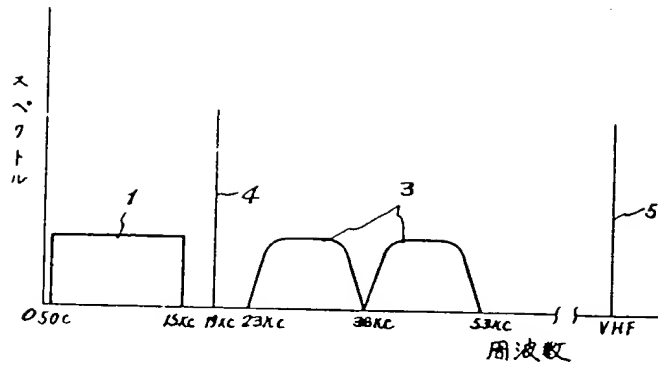
この様な回路に於ても又第4図にて上述せる如く信号源17と変成器24との間又は変成器とトランジスタとの間若しくは変成器自体に可変位相器19を設けて立体信号に於ける音の拡りを調節し得る。

上述に於ては被変調信号が  $L-R$  である場合につき述べたが之に限らず  $L+R$  の信号であり且復調回路に加えられる音響信号が  $L-R$  である場合に於ても本考案を適用し得る事明らかであろう。

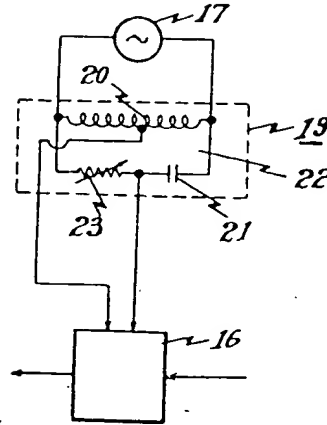
#### 実用新案登録請求の範囲

図面に示す如く左及右の音響信号  $L$  及  $R$  を和信号  $L+R$  及 差信号  $L-R$  に変換して取出し、その一方の差信号  $L-R$  又は和信号  $L+R$  に依り副搬送信号を振幅変調して副搬送波を抑圧して成る被変調差信号  $L-R$  又は和信号  $L+R$  を得、該変調信号の周波数帯域を上記和信号  $L+R$  又は差信号  $L-R$  の上帯域に配し、斯る二つの信号により主搬送波信号を周波数変調して伝送するFMステレオ放送方式に於ける受信機に於て、復調回路に供給される上記副搬送波信号と関係する副搬送波周波数信号系に可変位相器を設けて立体信号に依る音の拡りを調整し得るようにして成るFMステレオ放送受信機に於ける音の拡り調整装置の構造。

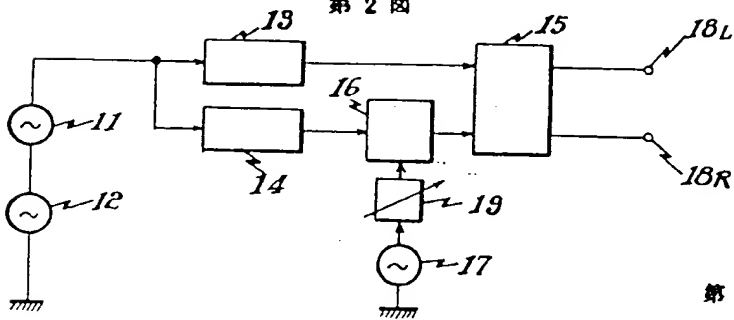
第 1 図



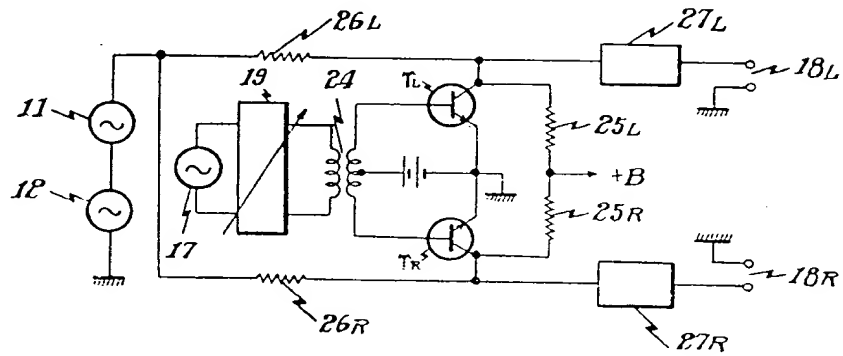
第 3 図



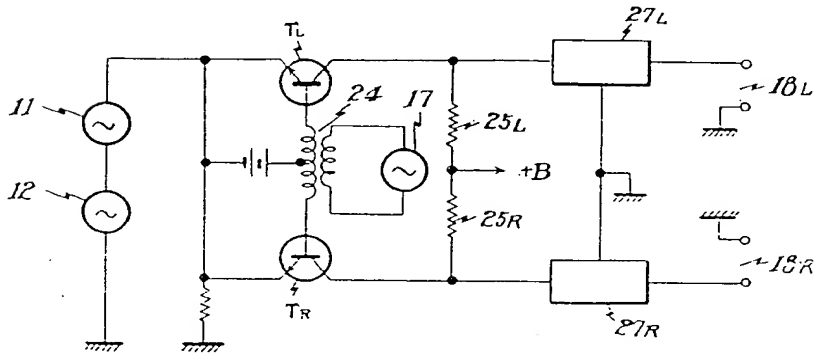
第 2 図



第 4 図



第 5 図



Partial Translation of Reference 2

Jpn. UM Appln. KOKOKU Publication No. 40-29936

Filing No.: 48250/61

Filing Date: September 22, 1961

KOKOKU Date: October 20, 1975

-----  
[Page 2, left column, lines 14 to 36]

In the present invention, a variable phase shifter 19 is provided in a sub-carrier frequency signal system, for example, between a signal source 17 and a demodulator circuit 16. The sub-carrier frequency signal system means a system which is associated with a pilot signal transmitted simultaneously with an L-R modulated signal. Therefore, the system includes a source of a 19 kc/s pilot signal (e.g., a frequency multiplier) or an oscillator which oscillates in synchronism with the pilot signal at a double frequency. The variable phase shifter 19 comprises a tuning circuit 22, constituted by a coil 20 (serving as a source of a 38 kc/s signal) and a capacitor 21, and a variable register 23, as shown in Fig. 3. The capacitor 21 and the variable register 23 are connected in series. An output of the variable phase shifter 19 is output from the middle point between the capacitor 21 and the variable register 23, so that the phase of the 38 kc/s signal can be changed.

With this structure, the L-R signal of acoustic signals (L+R and L-R signals) generated from a matrix circuit 15 can be decreased by adjusting the constant of the variable phase shifter 19. Thus, the ratio of the L+R signal to the L-R signal is changed. As a result, an R signal component and an L signal component are respectively mixed into acoustic signals L and R obtained at terminals 18L and 18R. Consequently, a desired spread of sound can be obtained in accordance with the place or the position of the listener.